



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101558571 B

(45) 授权公告日 2014. 03. 12

(21) 申请号 200780045757. 0

希曼·帕特尔

(22) 申请日 2007. 12. 17

(74) 专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限公司 11287

(30) 优先权数据

60/870, 236 2006. 12. 15 US

60/885, 370 2007. 01. 17 US

11/739, 971 2007. 04. 25 US

代理人 刘国伟

(51) Int. Cl.

H04B 1/10(2006. 01)

H04L 27/26(2006. 01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2009. 06. 11

审查员 黄怡

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2007/087792 2007. 12. 17

(87) PCT国际申请的公布数据

W02008/133751 EN 2008. 11. 06

(73) 专利权人 高通股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 塞尔盖·A·格拉兹克

詹姆斯·爱德华·贝克曼

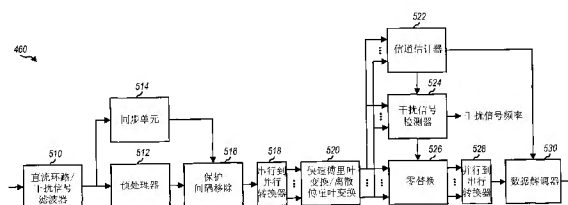
权利要求书3页 说明书11页 附图6页

(54) 发明名称

用于无线通信的干扰信号检测与抑制

(57) 摘要

本发明描述用于检测与抑制干扰信号的技术。接收器可执行后置 FFT 干扰信号检测及前置 FFT 干扰信号抑制。所述接收器可对输入信号进行变换以获得频域信号且可基于所述频域信号检测所述输入信号中的干扰信号。所述接收器可基于所述频域信号确定多个载波的功率且可基于这些载波的所述功率中的峰值检测干扰信号。所述接收器可对所述输入信号进行滤波(例如,通过陷波滤波器)以抑制所述经检测干扰信号。替代地或者另外,所述接收器可执行后置 FFT 干扰信号检测及后置 FFT 干扰信号抑制。所述接收器可基于每一载波的数据功率及信道功率确定干扰信号是否存在于所述载波上。所述接收器可修改(例如,清除或减少)具有经检测干扰信号的载波上的所述频域信号。



1. 一种用于干扰信号检测与抑制的方法,其包含:
对输入信号进行变换以获得频域信号,
基于所述频域信号检测所述输入信号中的干扰信号,以及
对所述输入信号进行滤波以抑制所述经检测干扰信号;
其中检测所述输入信号中的干扰信号包含:
基于所述频域信号确定多个载波的功率,且
基于所述多个载波的功率中的峰值检测干扰信号。
2. 根据权利要求1所述的方法,其进一步包含:
将所述输入信号下转换经检测干扰信号频率,
对所述经下转换的输入信号进行滤波以抑制所述经检测干扰信号频率处的干扰信号
并获得经滤波的信号,且
将所述经滤波的信号上转换所述经检测干扰信号频率。
3. 根据权利要求1所述的方法,其进一步包含:
对所述输入信号进行频率转变,
对所述经频率转变的输入信号进行滤波以抑制第一频率处的第一干扰信号且获得第
一经滤波的信号,
对所述第一经滤波的信号进行频率转变,
对所述经频率转变的第一经滤波的信号进行滤波以抑制第二频率处的第二干扰信号
且获得第二经滤波的信号,且
对所述第二经滤波的信号进行频率转变。
4. 根据权利要求1所述的方法,其进一步包含基于调谐到经检测干扰信号频率的陷波
滤波器对所述输入信号进行滤波。
5. 根据权利要求1所述的方法,其进一步包含:
基于用于干扰信号检测的第一变换模式对所述输入信号进行变换,且
基于用于数据解调的第二变换模式对所述输入信号进行变换,所述第一变换模式具有
比所述第二变换模式高的动态范围。
6. 根据权利要求1所述的方法,其进一步包含针对超过阈值的每一峰值宣告干扰信
号。
7. 根据权利要求6所述的方法,其进一步包含基于所述多个载波的平均功率确定所述
阈值。
8. 根据权利要求1所述的方法,其进一步包含基于具有所述峰值的载波确定所述经检
测干扰信号的频率。
9. 根据权利要求1所述的方法,其进一步包含对所述峰值及所述峰值的肩值执行内插
以确定所述经检测干扰信号的频率。
10. 根据权利要求1所述的方法,其中所述输入信号包含数据突发,其中所述方法进一
步包含在解调每一数据突发之前检测干扰信号。
11. 根据权利要求1所述的方法,其进一步包含当检测到干扰信号时启用对所述输入
信号的滤波,且当未检测到干扰信号时停用对所述输入信号的滤波。
12. 根据权利要求1所述的方法,其中所述对所述输入信号进行滤波以抑制所述经检

测干扰信号包含通过陷波滤波器对所述输入信号进行滤波以抑制所述经检测干扰信号。

13. 一种用于干扰信号检测与抑制的设备,其包含:

用于对输入信号进行变换以获得频域信号的装置;

用于基于所述频域信号检测所述输入信号中的干扰信号的装置;以及

用于对所述输入信号进行滤波以抑制所述经检测干扰信号的装置;

其中所述用于检测所述输入信号中的干扰信号的装置包含:

用于基于所述频域信号确定多个载波的功率的装置,以及

用于基于所述多个载波的功率中的峰值检测干扰信号的装置。

14. 根据权利要求 13 所述的设备,其中所述用于检测所述输入信号中的干扰信号的装置包含:

用于基于所述频域信号确定多个载波的功率的装置,以及

用于基于所述多个载波的所述功率中的峰值检测干扰信号的装置。

15. 根据权利要求 13 所述的设备,其中所述用于对所述输入信号进行滤波以抑制所述经检测干扰信号的装置包含用于通过陷波滤波器对所述输入信号进行滤波以抑制所述经检测干扰信号的装置。

16. 一种用于干扰信号检测与抑制的方法,其包含:

对输入信号进行变换以获得频域信号,

基于所述频域信号检测所述输入信号中的干扰信号,以及

修改具有经检测干扰信号的载波上的所述频域信号;

其中检测所述输入信号中的干扰信号包含:

基于所述频域信号确定多个载波的功率,且

基于所述多个载波的功率中的峰值检测干扰信号。

17. 根据权利要求 16 所述的方法,其中修改所述频域信号包含清除具有经检测干扰信号的每一载波上的所述频域信号。

18. 根据权利要求 16 所述的方法,其进一步包含减少具有经检测干扰信号的每一载波上的所述频域信号。

19. 根据权利要求 16 所述的方法,其进一步包含减少具有经检测干扰信号的每一载波的对数似然比 (LLR)。

20. 根据权利要求 16 所述的方法,其中检测所述输入信号中的干扰信号包含:

确定多个载波中的每一者的数据功率,

确定所述多个载波中的每一者的信道功率,且

基于所述载波的所述数据功率及所述信道功率确定干扰信号是否存在于所述多个载波中的每一者上。

21. 根据权利要求 20 所述的方法,其进一步包含在所述数据功率超过所述信道功率预定的情况下宣告干扰信号。

22. 根据权利要求 20 所述的方法,其进一步包含:

在多个符号周期中获得所述多个载波的经接收符号,且

在所述多个符号周期上对每一载波的经接收符号的功率进行滤波以获得所述载波的所述数据功率。

23. 根据权利要求 20 所述的方法,其进一步包含:
在多个符号周期中导出所述多个载波的信道增益估计,且
在所述多个符号周期上对每一载波的信道增益估计的功率进行滤波以获得所述载波的所述信道功率。
24. 根据权利要求 16 所述的方法,其进一步包含:
确定多个载波中的每一者的数据功率,
确定所述多个载波中的每一者的噪声功率,且
基于所述载波的所述数据功率及所述噪声功率确定干扰信号是否存在于所述多个载波中的每一者上。
25. 根据权利要求 16 所述的方法,其进一步包含针对预定码速率或较低码速率而启用干扰信号检测与抑制。
26. 一种用于干扰信号检测与抑制的设备,其包含:
用于对输入信号进行变换以获得频域信号的装置;
用于基于所述频域信号检测所述输入信号中的干扰信号的装置;以及
用于修改具有经检测干扰信号的载波上的所述频域信号的装置;
其中所述用于检测所述输入信号中的干扰信号的装置包含:
用于基于所述频域信号确定多个载波的功率的装置,以及
用于基于所述多个载波的功率中的峰值检测干扰信号的装置。
27. 根据权利要求 26 所述的设备,其中所述用于检测所述输入信号中的干扰信号的装置包含
用于确定多个载波中的每一者的数据功率的装置,
用于确定所述多个载波中的每一者的信道功率的装置,以及
用于基于所述载波的所述数据功率及所述信道功率确定干扰信号是否存在于所述多个载波中的每一者上的装置。
28. 根据权利要求 26 所述的设备,其中所述用于修改所述频域信号的装置包含用于清除具有经检测干扰信号的每一载波上的所述频域信号的装置。

用于无线通信的干扰信号检测与抑制

[0001] 本专利申请案主张 2006 年 12 月 15 日所申请的标题为“用于广播 OFDM 的干扰信号 (JAMMER FOR BROADCAST OFDM)”的美国临时申请案第 60/870,236 号的优先权,本申请案还主张 2007 年 1 月 17 日所申请的标题为“干扰信号检测及移除技术 (JAMMER DETECTION AND REMOVAL TECHNIQUES)”的美国临时申请案第 60/885,370 号的优先权,所述申请案已转让给本受让人,且在此以引用的方式明确地并入本文中。

技术领域

[0002] 本发明大体上涉及通信,且更明确地说涉及用于检测与抑制干扰信号 (jammer) 的技术。

背景技术

[0003] 广泛部署无线通信系统以提供例如广播、话音、视频、包数据、消息接发等的各种通信服务。这些无线系统包括广播系统、蜂窝式系统等。无线系统可在可存在干扰信号的环境中操作。干扰信号为在与所要信号的频率信道相同的频率信道内的大振幅不当信号。干扰信号可对应于来自干扰源的强烈窄带频率分量 (例如,对于色彩载波、声音载波等) 或由接收器产生的互调制失真。干扰信号可引起各种不利的影响,例如,无法检测及获取来自所要系统的信号,解码性能退化等。

[0004] 因此在此项技术中存在对检测及减轻干扰信号的需要。

发明内容

[0005] 本文描述用于检测与抑制干扰信号的技术。接收器可通过使用快速傅里叶变换 (FFT) 将时域输入信号变换成频域且基于所述频域信号检测干扰信号而检测干扰信号。检测所述频域中的干扰信号称作后置 FFT 干扰信号检测。所述接收器可通过 (i) 对所述输入信号进行滤波 (其称作前置 FFT 干扰信号抑制) 及 / 或 (ii) 修改所述频域信号 (其称作后置 FFT 干扰信号抑制) 而抑制经检测干扰信号。

[0006] 在一方面中,接收器可执行后置 FFT 干扰信号检测及前置 FFT 干扰信号抑制。所述接收器可变换输入信号 (例如,通过 FFT) 以获得频域信号且可基于所述频域信号检测所述输入信号中的干扰信号。所述接收器可基于所述频域信号确定多个载波的功率且可基于这些载波的所述功率中的峰值而检测干扰信号。所述接收器可对所述输入信号进行滤波 (例如,通过陷波滤波器 (notch filter)) 以抑制所述经检测干扰信号。所述接收器可在解调每一时间片断式数据突发之前执行干扰信号检测且可在数据突发期间执行干扰信号抑制。

[0007] 在另一方面中,接收器可执行后置 FFT 干扰信号检测及后置 FFT 干扰信号抑制。所述接收器可确定所述多个载波中的每一者的数据功率及信道功率,且可宣告干扰信号处于所述数据功率充分大于所述信道功率的每一载波上。所述接收器可修改 (例如,清除或减少) 具有经检测干扰信号的载波上的所述频域信号。

[0008] 下文进一步详细描述本发明的各种方面及特征。

附图说明

- [0009] 图 1 展示接收来自多个系统的信号的无线装置。
- [0010] 图 2A 展示模拟电视 (TV) 信号的功率谱密度 (PSD)。
- [0011] 图 2B 展示数字广播信号及模拟 TV 信号的 PSD。
- [0012] 图 3A 展示由 DVB-H 支持的时间片断结构。
- [0013] 图 3B 展示 DVB-H 的载波结构。
- [0014] 图 4 展示发射器及接收器的框图。
- [0015] 图 5 展示接收器处的 OFDM 解调器的框图。
- [0016] 图 6 展示 DC 环路 / 干扰信号滤波器单元的框图。
- [0017] 图 7 展示用于执行干扰信号检测与抑制的处理。
- [0018] 图 8 展示用于执行干扰信号检测与抑制的另一处理。

具体实施方式

[0019] 本文描述的技术可用于各种无线通信系统及网络,例如,广播系统、蜂窝式系统、无线广域网络 (WWAN)、无线城域网 (WMAN)、无线局域网 (WLAN) 等。术语“系统”与“网络”常常可互换地使用。这些系统及网络可利用正交频分多路复用 (OFDM)、单载波 - 频分多路复用 (SC-FDM) 或某些其它多路复用方案。OFDM 及 SC-FDM 将系统带宽分割成多个正交载波,其还可称作子载波、音调、频段等。每一载波可与数据调制。一般来说,调制符号通过 OFDM 在频域中发送,且通过 SC-FDM 在时域中发送。

[0020] 所述技术可用于实施例如由称为“第三代合作伙伴计划”(3GPP)的组织界定的长期演变 (LTE),来自弗拉林科技 (Flarion Technologies) 的 Flash-OFDM®、来自高通 (Qualcomm Incorporated) 的超移动宽带 (UMB)、来自美国电气和电子工程师协会 (IEEE) 的 IEEE 802.11、IEEE 802.16 及 IEEE 802.20 等的无线电技术的系统。IEEE 802.11 普遍称作 Wi-Fi,且 IEEE 802.16 普遍称作 WiMAX。所述技术还可用于实施手持式装置的数字视频广播 (DVB-H)、地面电视广播的综合服务数字广播 (ISDB-T)、MediaFLO 等的广播系统。DVB-H、ISDB-T 及 MediaFLO 支持经由地面通信网络的多媒体的数字传输。DVB-H 描述于日期均为 2004 年 11 月的标题为“数字视频广播 (Digital Video Broadcasting, DVB); 用于手持式终端的传输系统 (Transmission System for Handheld Terminals, DVB-H)”的 ETSI EN 300304,及标题为“数字视频广播 (Digital Video Broadcasting, DVB); 用于数字地面电视的成帧结构、信道编码及调制 (Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television)”的 ETSI EN 300744 中。ISDB-T 描述于 2003 年 7 月的标题为“用于数字地面电视广播的传输系统 (Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting)”的 ARIB STD-B31 中。这些文件为公共可得的。为简便起见,在下文针对广播系统描述所述技术的特定方面。

[0021] 图 1 展示能够接收来自数字广播系统 100 的信号的无线装置 150。无线装置 150 可为蜂窝式电话、个人数字助理 (PDA)、终端、无线调制解调器、手持式装置、膝上型计算机等。广播系统 100 可实施 DVB-H、ISDB-T、MediaFLO 等。系统 100 可包括任何数目的广播台。为简单起见,在图 1 中仅展示一个广播台 102。

[0022] 模拟广播系统 110 及 / 或无线系统 120 还可部署于与数字广播系统 100 的地理区域相同的地理区域附近。广播系统 110 可为模拟电视 (TV) 广播系统、无线电广播系统或某个其它模拟地面广播系统。无线系统 120 可为模拟蜂窝式系统或某个其它系统。系统 110 及 / 或 120 可在由广播系统 100 使用的频率信道内或附近传输信号。来自系统 110 及 / 或 120 的信号可具有振幅可比来自系统 100 的信号大得多的频率分量, 且因此可充当对来自系统 100 的信号的干扰信号。

[0023] 图 2A 展示可由图 1 中的模拟广播系统 110 传输的模拟 TV 信号的实例功率谱密度 (PSD) 或频谱。可基于逐行倒相 (PAL)、(美) 国家电视制式委员会 (NTSC) 或顺序传送色彩与记忆制 (SECAM) 产生模拟 TV 信号。PAL、NTSC 及 SECAM 为全世界普遍使用的模拟视频标准。模拟 TV 信号的 PSD 可具有强窄带频率分量。在图 2A 中展示的实例中, PSD 用于 PAL TV 信号, 且包括针对色彩 / 视觉载波的接近 -2.8MHz 的强峰值, 针对声音载波的接近 1.7MHz 的强峰值, 及针对准瞬时压扩音频多路复用 (NICAM) 数字音频的接近 3.2MHz 的强峰值。PAL TV 信号的功率可集中于色彩载波, 其可为 30 分贝 (dB) 或高于针对 PAL TV 信号的 PSD 的大部分。

[0024] 图 2B 展示具有来自模拟广播系统 110 的干扰 PAL TV 信号的来自数字广播系统 100 的数字广播信号的实例 PSD。数字广播信号归因于产生信号的方式可具有相对平坦的频谱。PAL TV 信号中的窄带峰值的振幅可大得多, 且可充当对数字广播信号的干扰信号。图 2B 展示来自单一 PAL TV 信号的干扰信号。一般来说, 干扰信号可来自任何数目的干扰源 / 信号, 且可处于任何频率。

[0025] 当接收来自系统 100 的数字广播信号时, 干扰信号可以若干方式使性能降级。第一, 干扰信号充当可使解码性能降级的噪声。此可导致较高位误差率 (BER)、包误差率 (PER)、帧误差率 (FER) 等。第二, 干扰信号可妨碍数字广播信号的检测及获取且不利地影响同步性能。DVB-H、ISDB-T 及 MediaFLO 利用 OFDM。每一 OFDM 符号包括有用部分及保护间隔, 所述保护间隔为有用部分的片断的拷贝。许多检测及获取方案执行在保护间隔与对应有用部分之间的相关以便检测及获取数字广播信号。基于保护的相关方案还可普遍用于粗略时间获取、粗略频率获取、精细频率跟踪等。模拟 TV 信号通常含有用于色彩载波的连续波 (CW), 其可以高达总信号功率的 73% 传输。模拟 TV 信号对基于保护的相关方案具有较强影响, 因为 CW 信号与其自身的延迟型式高度相关。模拟 TV 信号可因此使基于保护的相关方案的性能降级, 且有可能降级到故障点。

[0026] 可基于本文描述的技术检测与抑制干扰信号。在一方面中, 可在对输入信号执行 FFT 或离散傅里叶变换 (DFT) 之后 (或后置 FFT) 检测干扰信号, 且经检测干扰信号可通过在 FFT 之前 (或前置 FFT) 对输入信号进行滤波而抑制。在另一方面中, 干扰信号可通过后置 FFT 检测, 且经检测干扰信号可通过后置 FFT 抑制。为简便起见, 下文针对实施 DVB-H 的广播系统描述所述技术。

[0027] 图 3A 展示由 DVB-H 支持的时间片断结构 300。一个或一个以上 (Q 个) 程序可在 DVB-H 信号中发送。每一程序可作为数据突发在短时间间隔中发送。每一数据突发可含有多达两百万位的数据及同位, 且针对相同程序还可携带到下一数据突发的开始的时间增量 (delta time)。DVB-H 接收器可开启历时短时间周期以接收针对每一相关程序的数据突发, 且可在剩余时间期间关闭以减少功率消耗。举例来说, 如果十个程序以相等时间间隔发送,

则 DVB-H 接收器可在 10% 的时间中接收一个程序,且可关闭且实现功率节约历时高达 90% 的时间。一般来说, Q 个程序可以 DVB-H 信号内的任何次序发送,每一程序可以任何速率发送,且每一数据突发可具有任何持续时间。

[0028] DVB-H 支持 FFT 大小为 2K、4K 及 8K 的三种操作模式。表 1 列出针对 DVB-H 的某些参数且提供其针对三种操作模式的值。在表 1 中,针对一个 OFDM 符号而给出参数 N 、 K 、 D 及 P ,且所述参数视操作模式而定。表 1 中的载波间距用于 8MHz 信道。DVB-H 可针对 5、6、7 或 8MHz 信道而进行配置,所述信道中的每一者与不同载波间距相关联。

[0029] 表 1

描述	符号	模式		
		2K	4K	8K
载波间距 (以 KHz 计)		4.4643	2.2321	1.1161
FFT 大小	N	2048	4096	8192
载波的总数目	K	1705	3409	6817
数据载波的数目	D	1518	3036	6102
导频载波的数目	P	187	373	745

[0031] 图 3B 展示 DVB-H 的载波结构 310。将为 BW MHz 的总系统带宽分割成为给定索引 0 到 $K-1$ 的多个 (K) 个载波,其中 K 视操作模式而定且给定于表 1 中。载波之间的间距为 BW/K MHz。

[0032] 图 3B 还展示 DVB-H 的导频结构。连续导频在分布于 K 个总载波上的 C 个载波上于每一 OFDM 符号周期中发送,其中 C 视操作模式而定。这些 C 个载波包括载波 0、48、54 等,其在 ETSI EN 300744 中给出。散开的导频在每一 OFDM 符号周期中于四个交错中的一者上发送。每一交错含有由 12 个载波均匀地分隔开的约 $K/12$ 个载波。交错 m (其中 $m \in \{0, 1, 2, 3\}$) 含有载波 $3m, 3m+12, 3m+24$ 等。

[0033] 将针对 DVB-H 的传输时间线分割成帧,其中每一帧包括为给定索引 0 到 67 的 68 个 OFDM 符号。散开的导频在 OFDM 符号周期 n (其中 $n = 0, \dots, 67$) 中于交错 $m = (n \bmod 4)$ 上发送,其中“mod”表示模数运算。散开的导频在每 4 个符号间隔中循环通过四个交错。

[0034] 图 4 展示 DVB-H 广播系统中发射器 410 及接收器 450 的框图。发射器 410 可为图 1 中广播台 102 的部分,且接收器 450 可为图 1 中无线装置 150 的部分。

[0035] 在发射器 410 处,发射 (TX) 数据处理器 420 处理 (例如,格式化、编码、交错及符号映射) 数据且产生数据符号。如本文所用,数据符号为关于数据的符号,导频符号为关于导频的符号,零符号为零信号值,且符号通常为复数值。数据符号及导频符号可为来自例如 PSK 或 QAM 的调制方案的调制符号。导频由发射器及接收器两者事先知晓。

[0036] OFDM 调制器 430 接收数据及导频符号,将所述数据符号映射到数据小区,且将所述导频符号映射到导频小区。数据小区为用于发送数据的小区,导频小区为用于发送导频的小区,且小区为一个符号周期中的一个载波且可用于发送一个调制符号。给定载波可充当一个 OFDM 符号周期中的数据小区且作为另一 OFDM 符号周期中的导频小区。OFDM 符号周期为一个 OFDM 符号的持续时间,且还称作符号周期。OFDM 调制器 430 在每一符号周期中获得 K 个总载波的 K 个输出符号。每一输出符号可为数据符号、导频符号或零符号。OFDM 调制器 430 通过逆 FFT (IFFT) 或逆 DFT (IDFT) 变换每一符号周期的 K 个输出符号以获得含

有 K 个时域码片的有用部分。OFDM 调制器 430 接着复制所述有用部分的最后 G 个码片,且将所述 G 个码片附加到有用部分的前部以形成含有 K+G 个码片的 OFDM 符号。重复部分称作保护间隔或循环前缀,且用于抵抗由频率选择衰退引起的符号间干扰 (ISI)。OFDM 调制器 430 在每一符号周期中提供 OFDM 符号。发射器单元 (TMTR) 432 接收及处理 (例如,转换成模拟、放大、滤波及频率上转换) OFDM 符号且产生经调制信号,所述经调制信号经由天线 434 传输。

[0037] 在接收器 450 处,天线 452 接收来自发射器 410 的经调制信号且提供经接收信号。接收器单元 (RCVR) 454 调节 (例如,滤波、放大、频率下转换及数字化) 经接收信号且提供输入样本。OFDM 解调器 (Demod) 460 如下文所述处理输入样本以在每一符号周期中获得针对 K 个总载波的 K 个经接收符号。OFDM 解调器 460 基于经接收符号导出信道增益估计,通过信道增益估计对经接收数据符号执行数据解调且提供数据符号估计。接收 (RX) 数据处理器 470 接着处理 (例如,解交错及解码) 数据符号估计且提供经解码数据。一般来说,由 OFDM 解调器 460 及 RX 数据处理器 470 进行的处理分别与发射器 410 处由 OFDM 调制器 430 及 TX 数据处理器 420 进行的处理互补。

[0038] 控制器 / 处理器 440 及 480 分别控制发射器 410 及接收器 450 处的各种处理单元的操作。存储器 442 及 482 分别存储关于发射器 410 及接收器 450 的数据及程序码。

[0039] 在一方面中,接收器 450 可执行后置 FFT 干扰信号检测及前置 FFT 干扰信号抑制。接收器 450 可在无需实现时间同步的情况下在解调每一数据突发之前执行后置 FFT 干扰信号检测。此为可能的,因为即使在未实现时间同步的情况下模拟 TV 信号中的色彩及音频载波仍为连续的且表现为 FFT 输出中的峰值。

[0040] 在解调每一数据突发之前,接收器 450 可执行预热 (warm up),且允许电路块 (例如,低噪声放大器 (LNA)、模拟及数字可变增益放大器 (VGA)、直流 (DC) 环路及自动增益控制 (AGC) 环路) 安定。接收器 450 接着可在开始时间同步之前执行干扰信号检测。

[0041] 对于干扰信号检测,接收器 450 可在 M 个符号周期中俘获 M 个经接收 OFDM 符号,其中一般来说 $M \geq 1$ 。接收器 450 可通过 FFT 变换每一经接收 OFDM 符号以获得 K 个总载波的 K 个经接收符号,其中 K 视操作模式而定。可基于具有与在数据解调期间使用的常规 FFT 模式相比对于经接收符号来说较高的动态范围的扩展 FFT 模式执行对 M 个经接收 OFDM 符号的 FFT。扩展 FFT 模式可使用在 FFT 级之间的较高舍入,其可导致所观察信号的较多截断,且因此使频域符号的动态范围上移,从而在不存在干扰信号的情况下留下仅仅少数最低有效位 (LSB) 由所要信号占据。

[0042] 接收器 450 可计算每一经接收符号的功率且针对每一载波对 M 个符号周期上的功率求平均,如下:

[0043] $P_R(k, n) = \alpha_R \cdot |R(k, n)|^2 + (1 - \alpha_R) \cdot P_R(k, n-1)$, 方程式 (1)

[0044] 其中 $R(k, n)$ 为在符号周期 n 中载波 k 上的复数经接收符号,

[0045] $|R(k, n)|^2$ 为在符号周期 n 中载波 k 上的经接收符号的功率,

[0046] $P_R(k, n)$ 为符号周期 n 中载波 k 的平均功率,及

[0047] α_R 为确定平均量的系数。

[0048] 方程式 (1) 展示基于无限脉冲响应 (IIR) 滤波器的滤波。系数 α_R 可在 0.0 到 1.0 的范围内变化,其中 α_R 的小值对应于较高平均,且 α_R 的大值对应于较低平均。还可基于

有限脉冲响应 (FIR) 滤波器或某个其它类型滤波器执行滤波。

[0049] 在对所有 M 个符号周期的经接收符号的功率进行滤波之后, 接收器 450 可搜索 K 个总载波的 K 个经滤波值中的峰值。接收器 450 可将每一峰值的经滤波值与检测阈值进行比较, 且可在经滤波值超过检测阈值的情况下宣告在所述峰值位置处干扰信号的存在, 如下:

[0050] 如果 $P_R(k, n) > P_{TH}$, 则宣告干扰信号处于载波 k 上, 方程式 (2)

[0051] 否则宣告无干扰信号处于载波 k 上,

[0052] 其中 P_{TH} 为检测阈值。 P_{TH} 可为绝对值、高于所有 K 个总载波的平均功率的预定偏移等。

[0053] 在一个设计中, 每一经检测干扰信号的频率由对应峰值的载波索引 k 确定。在此设计中, 经检测干扰信号频率的分辨率由 FFT 频段或载波间距确定, 所述 FFT 频段或载波间距视操作模式而定。在另一设计中, 针对在高于检测阈值的情况下经检测的每一峰值识别一个或一个以上 (例如, 两个) 肩值。可内插峰值及肩值以及其载波索引以获得具有与 FFT 频段间距相比较好的分辨率的经检测干扰信号的频率。

[0054] 内插可基于各种方案。在一个方案中, 可对峰值及针对邻近于峰值的两个 FFT 频段的两个肩值执行内插。如果干扰信号频率处于峰值的 FFT 频段的中心处, 则所述两个肩值将相等。然而, 如果干扰信号频率位于峰值 FFT 频段与左或右肩 FFT 频段之间, 则左肩值将不等于右肩值。所述两个肩值的理论比例可针对从峰值 FFT 频段中心的不同频率偏移确定, 且应类似同步函数。左与右肩值的实际比例可得以确定且用于估计从峰值 FFT 频段中心的干扰信号频率偏移。在另一方案中, 拉格朗日 (Lagrange) 内插用于确定干扰信号频率。

[0055] 对于任何内插方案, 每一经检测干扰信号的频率可由对应峰值的全部载波索引 k 及来自内插的分数值确定。具有与 FFT 频段间距相比较好的分辨率的干扰信号频率可使用内插获得。对于上文指出的两种设计, 每一经检测干扰信号的频率可用由全部载波索引 k 及可能的分数值确定的指数值表示。

[0056] 接收器 450 可使用接收器中普遍可用的各种类型的滤波器对所有经检测干扰信号执行前置 FFT 干扰信号抑制。在一个设计中, 接收器 450 使用 DC 环路中普遍利用的窄带陷波滤波器执行干扰信号抑制。DC 环路通常使用调谐到零频率的陷波滤波器执行 DC 偏移校正。此陷波滤波器或此陷波滤波器的拷贝可用于抑制经检测干扰信号。为抑制一个经检测干扰信号, 接收器 450 可将输入样本下转换 (即, 频率转变或旋转) 经检测干扰信号频率, 通过陷波滤波器对经下转换样本进行滤波且将经滤波样本上转换经检测干扰信号频率。可在陷波滤波器之前通过输入样本的简单旋转而实现下转换, 且可在陷波滤波器之后旋转回相同量而实现上转换。为抑制多个经检测干扰信号, 接收器 450 可将输入样本旋转第一经检测干扰信号频率, 接着通过陷波滤波器对所述样本进行滤波, 接着将所述样本旋转到第二经检测干扰信号频率, 接着通过陷波滤波器对所述样本进行滤波, 等等, 且最后将所述样本旋转回到原始频率。

[0057] 在另一设计中, 接收器 450 使用调谐到每一经检测干扰信号频率的窄带陷波滤波器执行干扰信号抑制。对于此设计, 旋转器 / 乘法器可用于将陷波滤波器调谐到任何所要频率。为抑制一个经检测干扰信号, 陷波滤波器可调谐到经检测干扰信号频率且用于对输

入样本进行滤波。为抑制多个经检测干扰信号,陷波滤波器可调谐到第一经检测干扰信号频率,接着用于对输入样本进行滤波,接着调谐到第二经检测干扰信号频率,接着用于所述样本进行滤波等。在此设计中,不旋转输入样本。

[0058] 一般来说,可将任何数目的陷波滤波器用于干扰信号抑制,且每一陷波滤波器可用于抑制任何数目的经检测干扰信号。所述输入样本可经过所有陷波滤波器,所述所有陷波滤波器可以级联方式或以某个其它配置耦合。

[0059] 接收器 450 可在每一数据突发之前执行干扰信号检测,且可视是否检测到干扰信号而定来启用或停用用于干扰信号抑制的陷波滤波器。在一个设计中,可针对每一数据突发、基于所述数据突发的干扰信号检测结果而独立地做出启用或停用干扰信号抑制的决定。在另一设计中,可基于针对当前数据突发的干扰信号检测结果及针对先前数据突发的信息而做出启用或停用干扰信号抑制的决定。举例来说,陷波滤波器可在检测到干扰信号之后启用持续若干数据突发。此可允许干扰信号检测的较好检测可能性,因为在广播环境中干扰信号的存在可为相对静态的条件。因(DVB-H 信号及干扰信号两者的)移动及多路径所致的无线信道变化可影响干扰信号检测性能,但可为较动态的且在频率信道内围绕平均干扰信号功率在时间上较快改变。

[0060] 可在同步之前执行干扰信号检测以检测干扰信号且确定每一经检测干扰信号的频率及可能的话其电平。接着可使用一个或一个以上陷波滤波器抑制所有经检测干扰信号。在陷波滤波器活动时可执行同步任务,且可移除由干扰信号的存在引起的任何偏置。在执行同步之前干扰信号的抑制可改进检测及获取性能以及解调性能。在同步之前执行干扰信号检测还可减轻硬件要求。大多数硬件处理能力可用于同步之前的干扰信号检测,且可用于同步之后的数据解调。

[0061] 在另一方面中,接收器 450 可执行后置 FFT 干扰信号检测及后置 FFT 干扰信号抑制。接收器 450 可在接收数据突发之前及/或期间执行后置 FFT 干扰信号检测以确定具有干扰信号的载波。如上文所述,这些干扰信号可归因于模拟 TV 信号,且可落在带内。接收器 450 可接着清除(zero out)或减少具有干扰信号的载波以抑制这些带内干扰信号。具有干扰信号的任何数目的载波及任何组载波可容易地被清除或减少。

[0062] 对于干扰信号检测,接收器 450 可通过 FFT 变换每一经接收 OFDM 符号以获得用于 K 个总载波的 K 个经接收符号。可基于数据解调期间使用的常规 FFT 模式执行 FFT。在一个设计中,可针对每一载波基于所述载波的数据功率及信道功率执行干扰信号检测。对于此设计,接收器 450 可基于来自导频小区的经接收导频符号导出针对 K 个总载波的信道增益估计。

[0063] 接收器 450 可计算每一载波 k 的数据功率,如下:

[0064] $P_D(k, n) = \alpha_D \cdot |D(k, n)|^2 + (1 - \alpha_D) \cdot P_D(k, n-1)$, 方程式 (3)

[0065] 其中 $D(k, n)$ 为在符号周期 n 中载波 k 上的复数经接收数据符号,

[0066] $P_D(k, n)$ 为符号周期 n 中载波 k 的数据功率,及

[0067] α_D 为确定数据功率的平均量的系数。

[0068] 接收器 450 可计算每一载波 k 的信道功率,如下:

[0069] $P_H(k, n) = \alpha_H \cdot |H(k, n)|^2 + (1 - \alpha_H) \cdot P_H(k, n-1)$, 方程式 (4)

[0070] 其中 $H(k, n)$ 为在符号周期 n 中载波 k 的复数信道增益估计,

[0071] $P_H(k, n)$ 为符号周期 n 中载波 k 的信道功率, 及

[0072] α_H 为确定信道功率的平均量的系数。

[0073] 可基于来自导频小区的经接收导频符号导出信道增益估计 $H(k, n)$ 。在每一符号周期中, 可基于来自所述符号周期中导频小区的经接收导频符号导出初始信道增益估计。可处理 (例如, 内插) 一个或一个以上符号周期中针对导频小区的初始信道增益估计以获得每一符号周期中 K 个总载波的信道增益估计。

[0074] 方程式 (3) 及 (4) 中的 IIR 滤波器分别在时间上对数据功率及信道功率求平均。由于视信号与干扰信号以相长还是相消方式组合而定, 具有干扰信号的载波某些时候可具有低功率且某些其它时候可具有高功率, 所以滤波改进干扰信号检测性能。然而, 随时间流逝, 具有干扰信号的载波将具有高于平均功率的功率。系数 α_D 及 α_H 可在 0.0 到 1.0 的范围内变化且可经选择以实现所要平均量。系数 α_D 可等于或可不等于系数 α_H 。

[0075] 对于每一载波 k , 可将数据功率与信道功率进行比较。如果数据功率充分高于信道功率, 则可宣告干扰信号处于载波 k 上, 如下:

[0076] 如果 $P_D(k, n) > \beta_H \cdot P_H(k, n)$, 则宣告干扰信号处于载波 k 上, 方程式 (5)

[0077] 否则宣告无干扰信号处于载波 k 上,

[0078] 其中 β_H 为信道功率的阈值乘数, β_H 可基于计算机模拟、经验测量、现场测试等选择。举例来说, β_H 可设置为 5/3 (其约为 4.5dB) 或某个其它值。

[0079] 在另一设计中, 针对每一载波可基于所述载波的数据功率及噪声功率执行干扰信号检测。对于此设计, 接收器 450 可估计每一载波 k 的噪声, 如下:

[0080] $N(k, n) = |D(k, n) - \bar{D}(k, n)|^2$, 方程式 (6)

[0081] 其中 $\bar{D}(k, n)$ 为在符号周期 n 中针对载波 k 的硬决定, 及

[0082] $N(k, n)$ 为符号周期 n 中载波 k 的噪声。

[0083] 噪声 $N(k, n)$ 还可以其它方式估计。

[0084] 接收器 450 可对每一载波 k 的噪声进行滤波, 如下:

[0085] $P_N(k, n) = \alpha_N \cdot N(k, n) + (1 - \alpha_N) \cdot P_N(k, n-1)$, 方程式 (7)

[0086] 其中 $P_N(k, n)$ 为符号周期 n 中载波 k 的噪声功率, 及

[0087] α_N 为确定噪声功率的平均量的系数。

[0088] 对于每一载波 k , 可将数据功率与噪声功率进行比较。如果数据功率充分高于噪声功率, 则可宣告干扰信号处于载波 k 上, 如下:

[0089] 如果 $P_D(k, n) > \beta_N \cdot P_N(k, n)$, 则宣告干扰信号处于载波 k 上, 方程式 (8)

[0090] 否则宣告无干扰信号处于载波 k 上,

[0091] 其中 β_N 为噪声功率的阈值乘数。 β_N 可基于计算机模拟、经验测量、现场测试等选择。

[0092] 在其它设计中, 可将每一载波的数据功率与 K 个总载波的定标平均功率、预定值或某个其它值进行比较。一般来说, 可针对每一载波 (例如, $\beta_H \cdot P_H(k, n)$ 或 $\beta_N \cdot P_N(k, n)$)、针对每一组载波或针对所有 K 个总载波而确定阈值。

[0093] 对于干扰信号抑制, 具有经检测干扰信号的每一载波可以各种方式修改。在一个设计中, 可通过将经接收数据符号替换成具有零符号的载波 (或简单地, 零) 来清除具有干扰信号的每一载波。接着可对不具有干扰信号的载波的经接收数据符号及具有干扰信号的

载波的零符号执行数据解调。举例来说,可计算每一符号的码位的对数似然比 (LLR)。每一码位的 LLR 指示码位为“1”或“0”的似然。具有干扰信号的载波的码位的 LLR 可设置为零以指示这些码位为“1”或“0”的相等似然。具有为零的 LLR 的码位在解码过程中可不给予权重,其可防止干扰信号使解码性能降级。在另一设计中,可减少具有干扰信号的每一载波的 LLR (替代设置为零) 以指示由这些 LLR 传送的“0”或“1”值的较低确定性。

[0094] 在一个设计中,针对每一符号周期中 D 个数据载波中的每一者执行干扰信号检测与抑制。如图 3B 中展示,所述数据载波可在符号周期之间改变。在每一符号周期中,如上文所述,可针对 K 个总载波中的每一者更新数据功率及信道功率。然而,可针对 D 个数据载波执行干扰信号检测与抑制,且忽略 P 个导频载波。

[0095] 在另一设计中,可对多达 L 个载波执行干扰信号检测与抑制,其中 L 可为固定值,且可等于 512、1024、2048 或某个其它值。举例来说,如果 $L = 2048$,则可以 DVB 模式 1 及 ISDB-T 模式 1、2 及 3 对所有载波执行干扰信号检测与抑制,这是由于所有这些模式具有小于 2048 个载波。在 DVB 模式 2 及 3 中,如果 $L = 2048$,则可对 K 个总载波的子组执行干扰信号检测与抑制。L 个载波可分布于 K 个总载波上或可集中于干扰信号较可能存在的区域中。此设计可用于减少存储器及功率要求。

[0096] 在又一设计中,可针对不同频率区域选择性地执行干扰信号检测与抑制。可将 K 个总载波分割成多个 (例如,16 个) 区域。每一区域可对应于一组邻接载波。可针对每一区域启用或停用干扰信号检测与抑制。举例来说,可针对干扰信号较可能存在的区域 (例如,覆盖色彩及音频载波的区域) 启用干扰信号检测与抑制,且可针对干扰信号不太可能或不可能存在的区域停用干扰信号检测与抑制。

[0097] 将载波设置为零有效地移除所述载波上的干扰信号以及所要信号。清除具有干扰信号的载波的影响可视由发射器 410 针对由接收器 450 接收的数据突发所使用的码速率而定。较高码速率在经传输数据中产生较少冗余,且清除具有干扰信号的载波可对解码性能具有较大影响。对于低码速率,相反结论可为正确的。

[0098] 一般来说,可以各种方式且基于各种因素执行干扰信号检测与抑制。在一个设计中,可无论何时接收数据均启用及执行干扰信号检测与抑制,而与码速率无关。在另一设计中,可针对预定码速率或较低码速率,或当在同步之前检测到干扰信号时或基于某个其它条件或准则而启用干扰信号检测与抑制,且否则可停用干扰信号检测与抑制。在又一设计中,干扰信号检测可视码速率及 / 或其它因素而定。举例来说,较大阈值乘数 β_H 或 β_N 可用于较高码速率,使得仅具有较大振幅的干扰信号被清除,此可减少归因于所要信号的清除的影响。

[0099] 接收器 450 可执行后置 FFT 干扰信号检测及前置 FFT 干扰信号抑制,其称为第一干扰信号检测与抑制方案。替代地或者另外,接收器 450 可执行后置 FFT 干扰信号检测及后置 FFT 干扰信号抑制,其称为第二干扰信号检测与抑制方案。第一方案可改进信号检测及获取性能以及解调性能。第二方案可能检测与抑制任何数目的载波及任何载波处的干扰信号,且可改进解调性能。第一与第二方案可独立于彼此执行,使得可执行任一方案或两种方案。

[0100] 图 5 展示图 4 中接收器 450 处 OFDM 解调器 460 的设计的框图。在 OFDM 解调器 460 内,如下文描述,单元 510 可对输入样本执行 DC 偏移移除及前置 FFT 干扰信号抑制。预

处理器 512 处理来自单元 510 的样本且提供经接收样本。预处理器 512 可执行 AGC、时序获取、滤波、样本速率转换、频率误差估计及移除,及 / 或其它功能。同步 (Sync) 单元 514 执行时间同步且产生指示针对每一经接收 OFDM 符号处理哪些样本的 FFT 窗口。

[0101] 单元 516 基于来自单元 514 的 FFT 窗口移除每一经接收 OFDM 符号中的保护间隔,且提供所述 OFDM 符号的 K 个经接收样本。串行到并行转换器 (S/P) 518 并行地提供每一经接收 OFDM 符号的 K 个经接收样本。单元 520 对 K 个经接收样本执行 FFT/DFT,以获得 K 个总载波的 K 个频域经接收符号。单元 520 将来自 P 个导频载波的经接收导频符号提供到信道估计器 522,将来自 D 个数据载波的经接收数据符号提供到零替换单元 526,且将来自 K 个总载波的经接收符号提供到干扰信号检测器 524。信道估计器 522 基于经接收导频符号导出针对 K 个总载波的信道增益估计。

[0102] 对于第一干扰信号检测与抑制方案,干扰信号检测器 524 可通过 (i) 对每一载波的经接收符号的功率进行滤波 (例如,如方程式 (1) 所示) 及 (ii) 将每一载波的功率与检测阈值进行比较 (例如,如方程式 (2) 所示) 执行后置 FFT 干扰信号检测。干扰信号检测器 524 还可确定每一经检测干扰信号的频率,其可用于前置 FFT 滤波以抑制经检测干扰信号。

[0103] 对于第二干扰信号检测与抑制方案,干扰信号检测器 524 可通过 (i) 确定每一载波的数据功率及信道功率 (例如,如方程式 (3) 及 (4) 所示) 及 (ii) 将数据功率与定标信道功率进行比较 (例如,如方程式 (5) 所示) 来执行后置 FFT 干扰信号检测。干扰信号检测器 524 还可以其它方式 (例如,基于数据功率及噪声功率) 执行干扰信号检测。干扰信号检测器 524 可提供具有经检测干扰信号的载波。零替换单元 526 可清除具有干扰信号的每一载波且使不具有干扰信号的每一载波通过。

[0104] 并行到串行转换器 (P/S) 528 串行化来自单元 526 的每一符号周期中的 K 个符号。数据解调器 530 通过信道增益估计对经接收数据符号执行数据解调 / 检测且提供数据符号估计,其可给定为 LLR 或某个其它格式。数据解调器 530 还可减少具有干扰信号的载波的 LLR。

[0105] 图 6 展示图 5 中的 DC 环路 / 干扰信号滤波器单元 510 的设计。在单元 510 内,乘法器 / 旋转器 610 将输入样本与经检测干扰信号频率处的复数正弦相乘以使经检测干扰信号居于零频率处。多路复用器 (Mux) 612 选择来自乘法器 610 或 616 的样本且提供选定样本。陷波滤波器 614 对来自多路复用器 612 的样本进行滤波以抑制经检测干扰信号。乘法器 616 将来自陷波滤波器 524 的经滤波样本与适当频率处的复数正弦相乘,且提供具有经抑制干扰信号的样本。为抑制单一经检测干扰信号,如图 6 所示,乘法器 610 可将经检测干扰信号转变到零频率,且乘法器 616 可将经滤波样本转变回到原始频率。为抑制多个经检测干扰信号,乘法器 610 可将第一经检测干扰信号转变到零频率,且乘法器 616 可将经滤波样本转移到下一经检测干扰信号频率或原始频率 (在图 6 中未展示)。还可通过将陷波滤波器 614 调谐到每一经检测干扰信号频率且从单元 510 中略去乘法器 610 及 616 而执行前置 FFT 干扰信号抑制。

[0106] 图 7 展示用于执行干扰信号检测与抑制的处理 700 的设计。可变换输入信号 (例如,通过 FFT 或 DFT) 以获得频域信号 (框 712)。输入信号可对应于提供到图 5 中的单元 510 的输入样本。频域信号可对应于来自图 5 中的 FFT/DFT 单元 520 的经接收符号。可基

于用于干扰信号检测的第一变换模式且基于用于数据解调的第二变换模式来变换输入信号。第一变换模式可具有比第二变换模式高的动态范围且可能较好地俘获干扰信号。

[0107] 可基于频域信号检测输入信号中的干扰信号（框 714）。可基于频域信号确定多个载波的功率。可接着基于多个载波的功率中的峰值检测干扰信号。举例来说，如果峰值超过阈值，则可宣告干扰信号。阈值可为（例如）基于多个载波的平均功率确定的固定值或可配置值。可基于具有所述峰值的载波确定经检测干扰信号的频率。还可对所述峰值及其肩值执行内插以确定经检测干扰信号的频率。输入信号可包含时间片断式数据突发（例如，如图 3A 中所示），且可在解调每一数据突发之前检测干扰信号。

[0108] 可输入信号进行滤波以抑制经检测干扰信号（框 716）。对于一个经检测干扰信号，可将输入信号下转换经检测干扰信号频率，接着对其进行滤波以抑制经检测干扰信号，且接着将其上转换经检测干扰信号频率。对于多个经检测干扰信号，可对输入信号进行频率转变以使第一干扰信号居于指定频率（例如，零频率）处，接着对其进行滤波以抑制第一干扰信号，接着对其进行频率转变以使第二干扰信号居于指定频率处，接着对其进行滤波以抑制第二干扰信号，等等。或者，可基于调谐到每一经检测干扰信号频率的陷波滤波器对输入信号进行滤波。当检测到干扰信号时，可启用输入信号的滤波，且当未检测到干扰信号时，停用对输入信号的滤波。

[0109] 图 8 展示用于执行干扰信号检测与抑制的处理 800 的设计。可变换输入信号（例如，通过 FFT 或 DFT）以获得频域信号（框 812）。可基于频域信号检测输入信号中的干扰信号（框 814）。在一个设计中，可确定多个载波中的每一者的数据功率及信道功率（例如，如方程式 (3) 及 (4) 所示）。可基于每一载波的数据功率及信道功率确定干扰信号是否存在于所述载波上。举例来说，如果数据功率超过信道功率一预定量（例如，如方程式 (5) 所示），则可宣告干扰信号。在另一设计中，可确定多个载波中的每一者的数据功率及噪声功率（例如，如方程式 (3)、(6) 及 (7) 所示）。可基于每一载波的数据功率及噪声功率确定干扰信号是否存在于所述载波上（例如，如方程式 (8) 所示）。还可以其它方式执行干扰信号检测，例如，通过将每一载波的数据功率与可为所有载波的定标平均功率的固定值或可配置值进行比较。可修改（例如，清除或减少）具有经检测干扰信号的载波上的频域信号（框 816）。

[0110] 本文描述的技术可由各种装置实施。举例来说，这些技术可以硬件、固件、软件或其组合实施。对于硬件实施方案，用于执行干扰信号检测与抑制的处理单元可实施于一个或一个以上专用集成电路 (ASIC)、数字信号处理器 (DSP)、数字信号处理装置 (DSPD)、可编程逻辑装置 (PLD)、现场可编程门阵列 (FPGA)、处理器、控制器、微控制器、微处理器、电子装置、经设计以执行本文描述的功能的其它电子单元、计算机或其组合内。

[0111] 对于固件及 / 或软件实施方案，所述技术可通过执行本文描述的功能的模块（例如，程序、函数等）实施。固件及 / 或软件码可存储于存储器（例如，图 4 中的存储器 482）中且由处理器（例如，处理器 480）执行。存储器可实施于处理器内或处理器外。

[0112] 提供本发明的先前描述以使得任何所属领域的技术人员能够制造或使用本发明。所属领域的技术人员将易于明了对本发明的各种修改，且本文界定的通用原理可在不脱离本发明的精神或范围的情况下应用于其它变化形式。因此，不希望本发明限于本文描述的实例，而赋予其与本文揭示的原理及新颖特征相一致的最广范围。

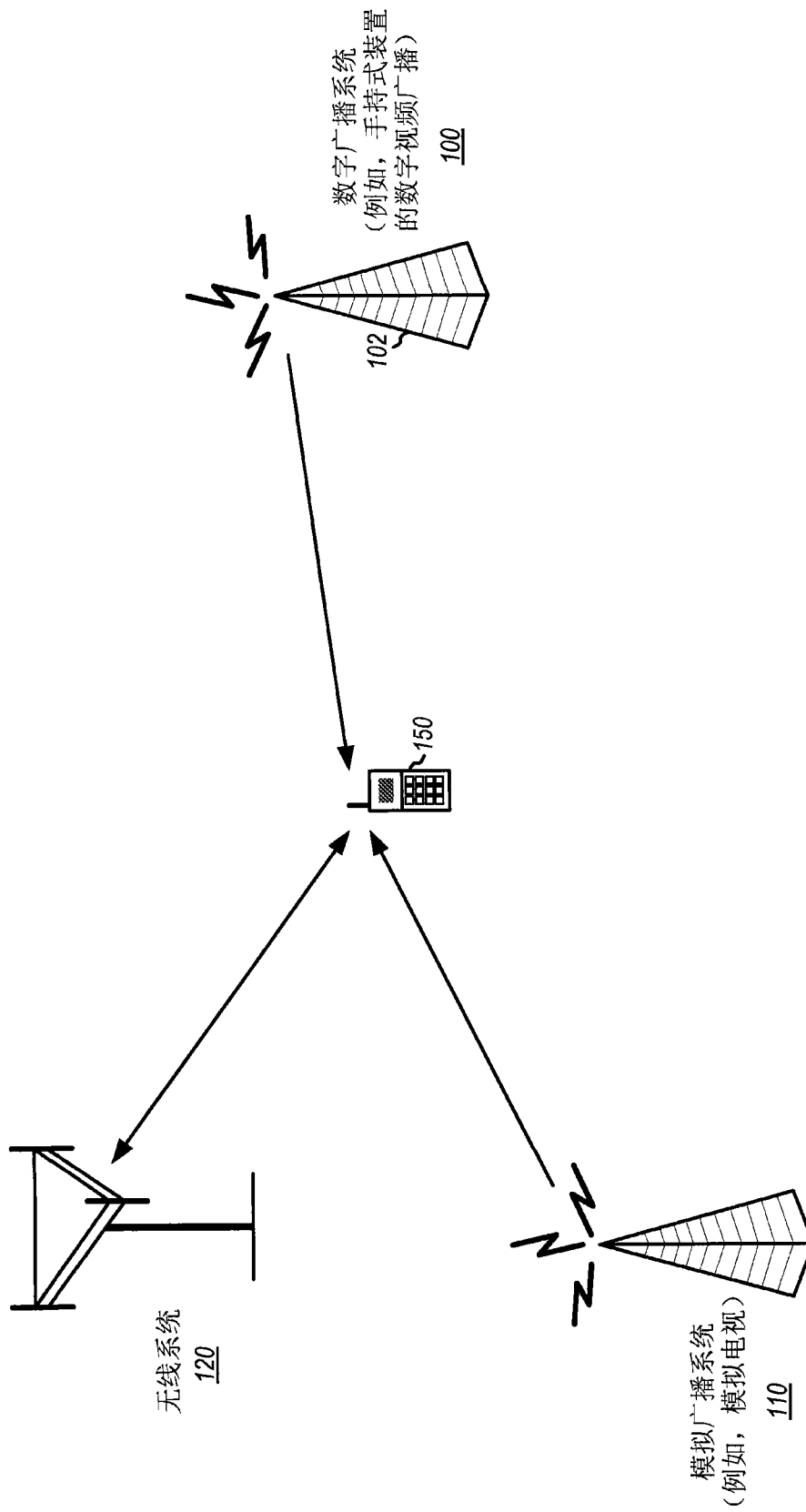


图 1

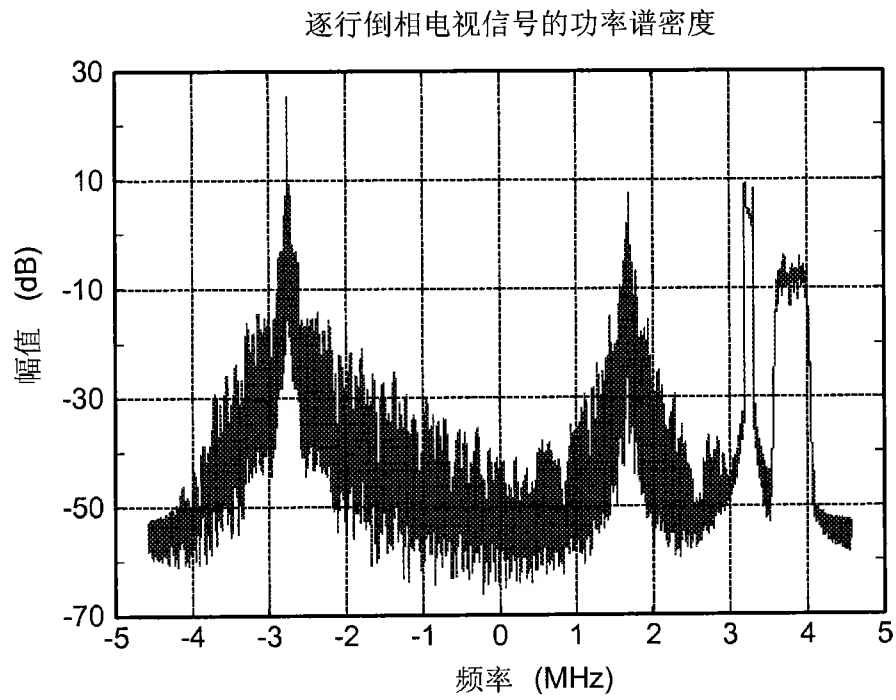


图 2A

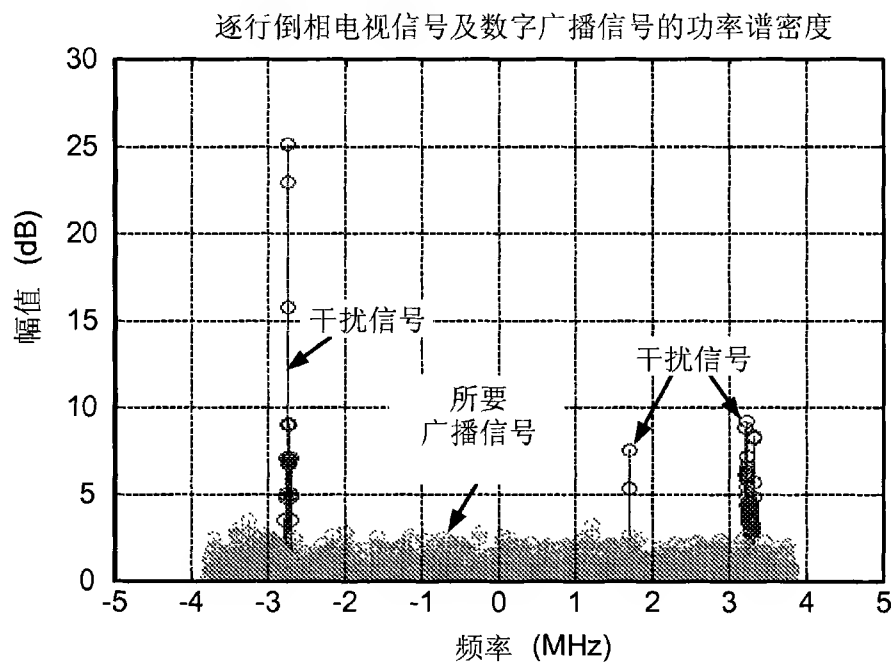


图 2B

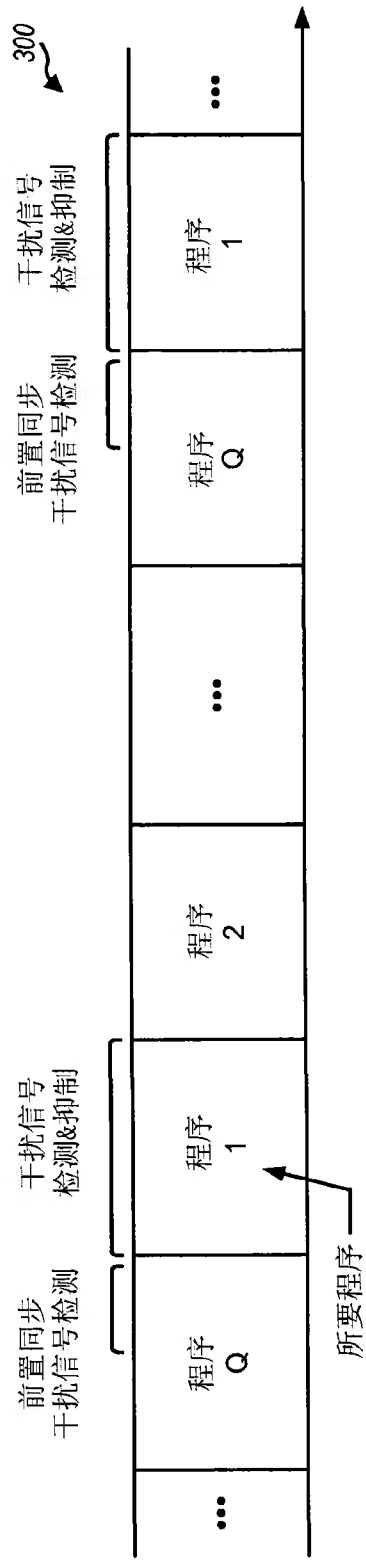


图 3A

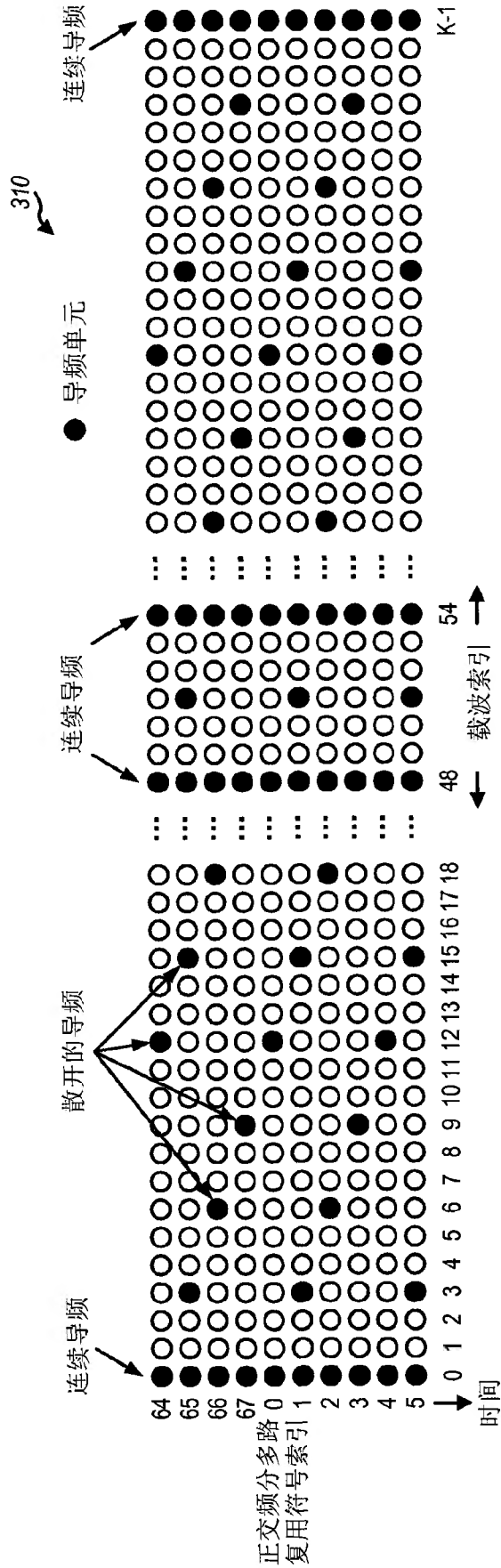


图 3B

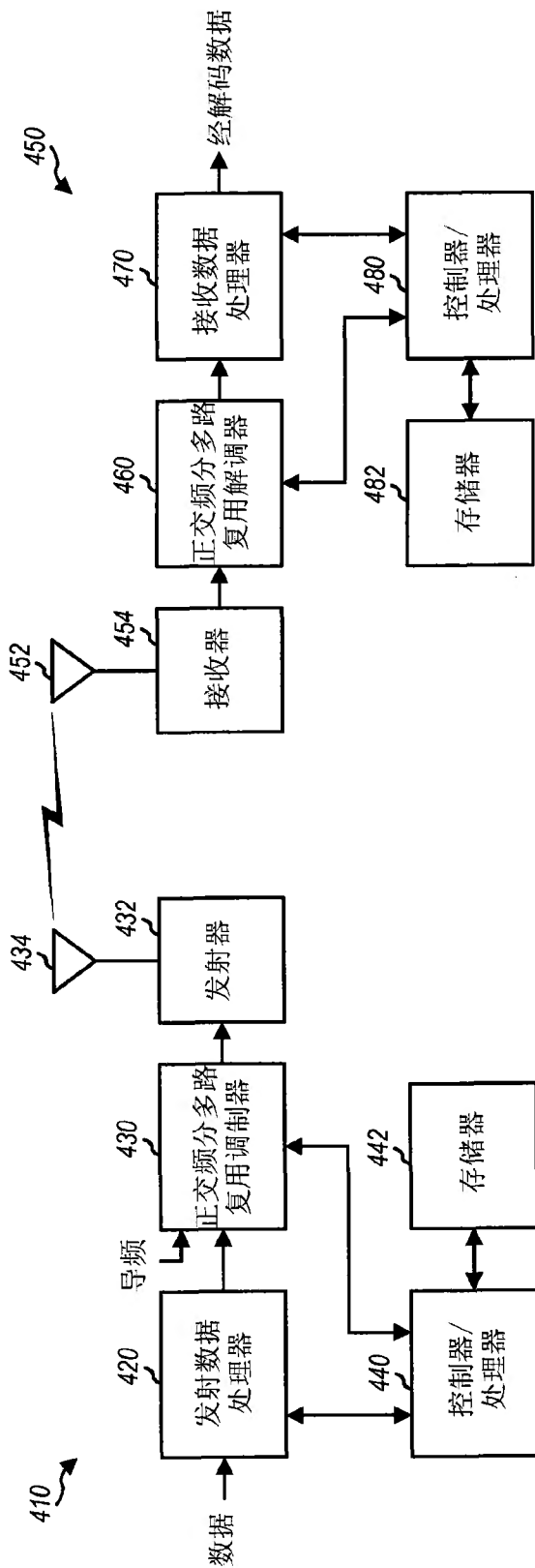


图 4

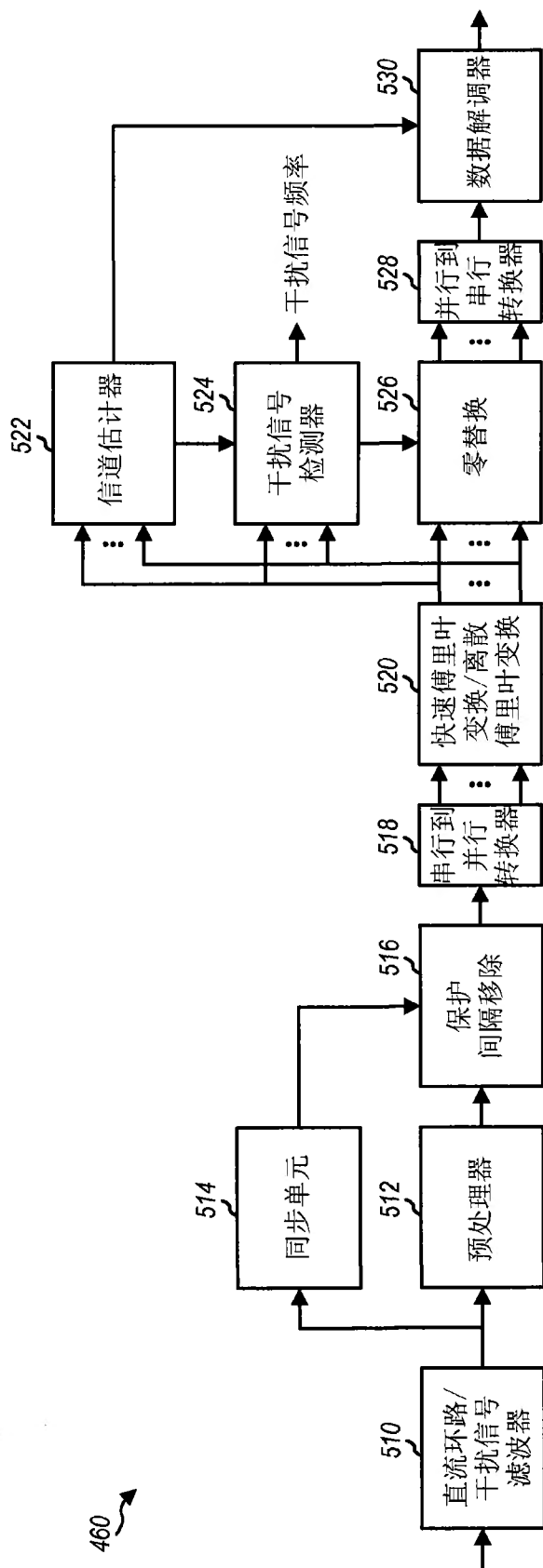


图 5

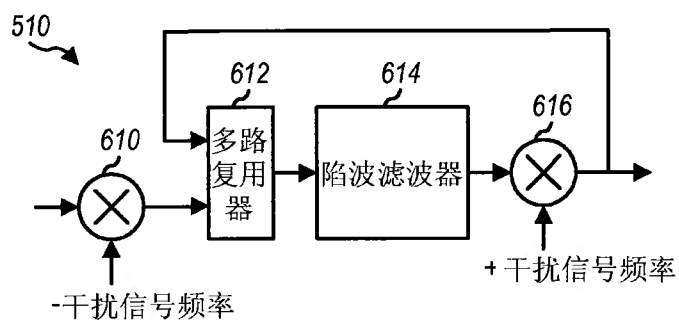


图 6

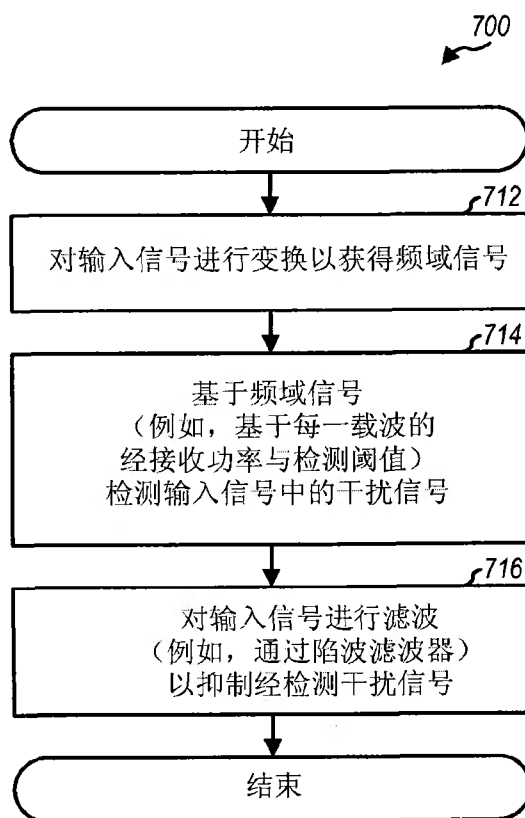


图 7

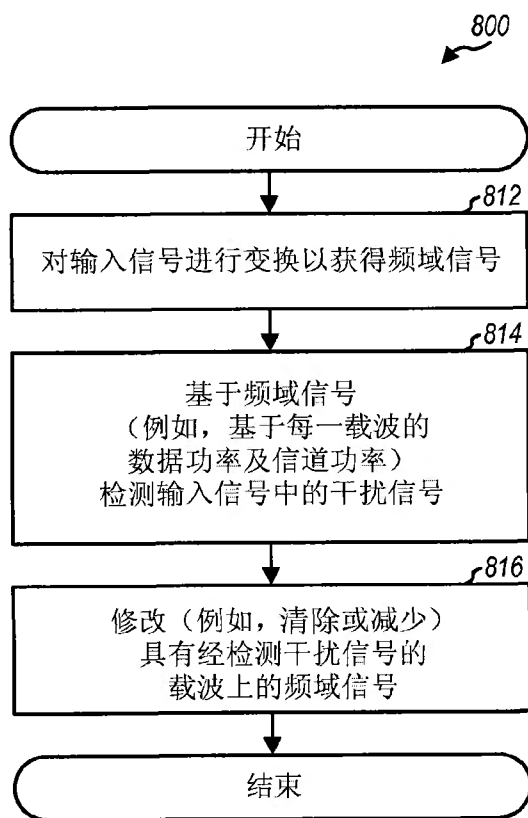


图 8